

# METHOD FOR DETECTING DATA SIGNAL DIRECTLY MODULATED BY SPREAD SPECTRUM SIGNAL

**Publication number:** JP2000115028

**Publication date:** 2000-04-21

**Inventor:** HUANG HOWARD C; MAILAENDER LAURENCE  
EUGENE; PAPADIAS CONSTANTINOS BASIL

**Applicant:** LUCENT TECHNOLOGIES INC

**Classification:**

- international: **H04B1/10; H04B1/707; H04J13/04; H04B1/10;  
H04B1/707; H04J13/02; (IPC1-7): H04B1/707;  
H04B1/10; H04J13/04**

- european: H04B1/707F2J2; H04B1/707F3

**Application number:** JP19990220369 19990803

**Priority number(s):** US19980129479 19980804

**Also published as:**

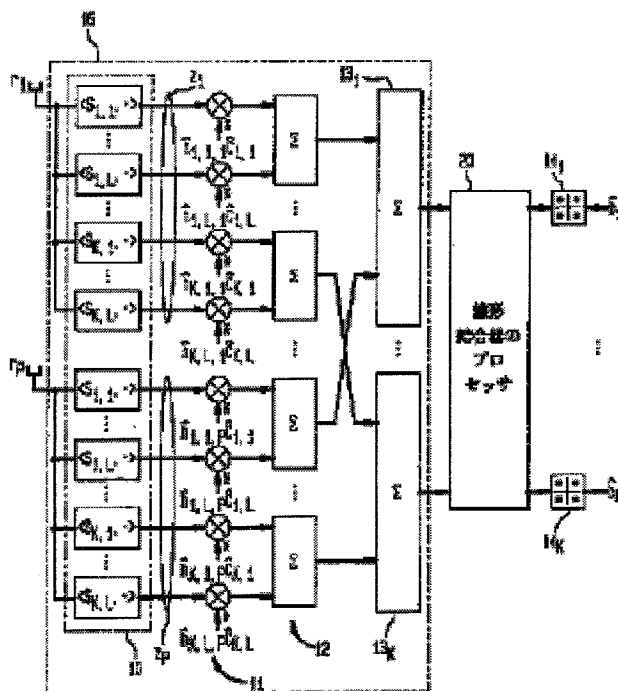
EP0978951 (A2)  
US6301293 (B1)  
EP0978951 (A3)  
CA2279471 (A1)  
EP0978951 (B1)

more >>

[Report a data error here](#)

## Abstract of JP2000115028

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To improve detector performance and also increase a system capacity by using an adaptive detector by means of considering unknown interference. **SOLUTION:** A linear coupler is used and multi-access interference is considered in a multi-user space time rake receiver. A real part operator is used before the linear coupler in the first version of the detector. In this case, a linear coupler processor 20 comprises the bank of the real part operator and the linear coupler after it and respective components 1411-14K are slicers for judging an estimation symbol being most close to the input. An unknown interference source is considered in this way so that detector performance is improved and also the system capacity is increased. For example, interference from an buried micro-cell can be considered in a base station receiver. In the meantime, interference from a signal which is not demodulated can be considered in a hand-set receiver.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-115028

(P2000-115028A)

(43)公開日 平成12年4月21日(2000.4.21)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テーマコード\*(参考)

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D

1/10

H 0 4 B 1/10

L

H 0 4 J 13/04

H 0 4 J 13/00

C

審査請求 未請求 請求項の数37 O L (全 19 頁)

(21)出願番号 特願平11-220369

(71)出願人 59607/259

(22)出願日 平成11年8月3日(1999.8.3)

ルーセント テクノロジーズ インコーポ  
レイテッド

(31)優先権主張番号 09/129479

Lucent Technologies  
Inc.

(32)優先日 平成10年8月4日(1998.8.4)

アメリカ合衆国 07974 ニュージャージー  
ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー  
600-700

(33)優先権主張国 米国 (US)

(74)代理人 100081053

弁理士 三俣 弘文

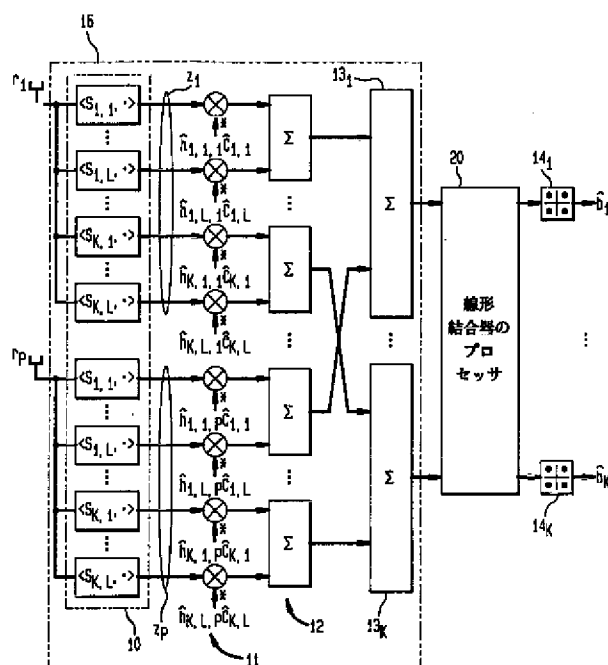
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 直接スペクトラム拡散信号により変調されたデータ信号を検出する方法

(57)【要約】

【課題】 ワイヤレスCDMAシステムにおいて、受信器が、未知の干渉源を考慮に入れることを可能にすることにより、検出器パフォーマンスを改善し、システム容量を増大させる。

【解決手段】 rake受信器、アレイ処理、およびマルチユーザ検出を利用してDS-SS-CDMA信号を検出する。マルチユーザ検出器において、最小平均二乗誤差(MMSE)基準を使用することにより、線形検出器の形式で、比較的単純な実装が可能となるとともに、適応の実装が可能となる。MMSE検出法はそれ自体強力であるが、その性能は、線形マルチユーザ検出器の場合のように干渉が射影により除去される代わりに明示的に受信信号から減算される干渉除去のような他のマルチユーザ検出技術とともに用いることによって、さらに改善される。干渉除去は、MMSE線形結合器の前後のいずれに行うことも可能である。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数の直接スペクトラム拡散信号によりそれぞれ変調されたデータ信号を検出する方法において、

- a. 前記複数の直接スペクトラム拡散信号の少なくともサブセットと、これらの信号の複数のマルチパス成分と、複数の受信器アンテナとに対する整合フィルタ出力を生成するステップと、
- b. コヒーレントチャネル推定値を生成するステップと、
- c. 前記コヒーレントチャネル推定値を用いて前記整合フィルタ出力を重み付けして結合するステップと、
- d. 多重アクセス干渉を抑圧しながら前記複数の直接スペクトラム拡散信号の少なくともサブセットに対するそれぞれのデータシンボルを推定するステップとからなることを特徴とする、直接スペクトラム拡散信号により変調されたデータ信号を検出する方法。

【請求項2】 前記コヒーレントチャネル推定値は、前記整合フィルタ出力から生成されることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記コヒーレントチャネル推定値は、補助信号から生成されることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項4】 多重アクセス干渉は線形結合器により抑圧され、前記線形結合器の出力が与えられた場合に、判定デバイスが、それぞれのデータシンボルを最適に推定することを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項5】 前記ステップaおよびcならびに前記線形結合器は、修正タップ重みフィルタを用いて実装されることを特徴とする請求項4に記載の方法。

【請求項6】 前記線形結合器は、最小平均二乗誤差基準を使用することを特徴とする請求項4に記載の方法。

【請求項7】 前記最小平均二乗誤差基準は、k番目のユーザに対して、前記線形結合器の出力と、k番目のユーザのデータシンボルとの間の期待される二乗誤差を最小にする線形結合器を指定することを特徴とする請求項6に記載の方法。

【請求項8】 前記線形結合器は、複素ブロックテプリッツ相関行列 $\tilde{R}$ 、対角振幅行列 $A$ 、複素アレイ／チャネル行列 $G$ 、およびバックグラウンドノイズ分散 $\sigma^2$ から行列 $W_B$ を形成することを特徴とする請求項7に記載の方法。

【請求項9】 前記線形結合器は、複素ブロックテプリッツ相関行列 $\tilde{R}$ 、対角振幅行列 $A$ 、複素アレイ／チャネル行列の推定値 $\hat{G}$ 、およびバックグラウンドノイズ分散 $\sigma^2$ から行列 $W_B$ を形成することを特徴とする請求項7に記載の方法。

【請求項10】 前記線形結合器は、ゼロフォーシング誤差基準を使用することを特徴とする請求項4に記載の

方法。

【請求項11】 前記線形結合器は、複素ブロックテプリッツ相関行列 $\tilde{R}$ 、複素アレイ／チャネル行列 $G$ 、および対角振幅行列 $A$ から行列を形成することを特徴とする請求項10に記載の方法。

【請求項12】 前記線形結合器は、複素ブロックテプリッツ相関行列 $\tilde{R}$ 、複素アレイ／チャネル行列の推定値 $\hat{G}$ 、および対角振幅行列 $A$ から行列 $W_B$ を形成することを特徴とする請求項10に記載の方法。

【請求項13】 前記データ信号はパルス振幅変調され、結合された整合フィルタ出力のそれぞれの実成分は、前記線形結合器の前で抽出されることを特徴とする請求項4に記載の方法。

【請求項14】 前記線形結合器は、最小平均二乗誤差基準を使用することを特徴とする請求項13に記載の方法。

【請求項15】 前記最小平均二乗誤差基準は、k番目のユーザに対して、前記線形結合器の出力と、k番目のユーザのデータシンボルとの間の期待される二乗誤差を最小にする線形結合器を指定することを特徴とする請求項14に記載の方法。

【請求項16】 前記線形結合器は、実等価アレイ／チャネル／符号相関行列 $R_e(M)$ 、対角振幅行列 $A$ 、およびバックグラウンドノイズ分散 $\sigma^2$ から行列 $W_B$ を形成することを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項17】 前記線形結合器は、等価アレイ／チャネル／符号相関行列の推定値の実部 $R_e(M)$ 、対角振幅行列 $A$ 、およびバックグラウンドノイズ分散 $\sigma^2$ から行列 $W_B$ を形成することを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項18】 前記線形結合器は、ゼロフォーシング誤差基準を使用することを特徴とする請求項13に記載の方法。

【請求項19】 前記線形結合器のゼロフォーシング誤差基準は、実等価アレイ／チャネル／符号相関行列 $R_e(M)$ の逆行列から行列 $W_B$ を形成することを含むことを特徴とする請求項18に記載の方法。

【請求項20】 前記線形結合器のゼロフォーシング誤差基準は、等価アレイ／チャネル／符号相関行列の推定値の実部 $R_e(M)$ の逆行列から行列 $W_B$ を形成することを含むことを特徴とする請求項18に記載の方法。

【請求項21】 前記直接スペクトラム拡散信号は、相異なる拡散利得で拡散されることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項22】 前記線形結合器を使用する前に、結合される整合フィルタ出力の少なくともサブセットに対して干渉消去を実行することを特徴とする請求項4に記載の方法。

【請求項23】 前記線形結合器の後に、前記線形結合器の出力の少なくともサブセットに対して干渉消去を実

行することを特徴とする請求項4に記載の方法。

【請求項24】 複数の直接スペクトラム拡散信号が送信されるワイヤレスシステムの受信器で検出のために用いられる装置において、

- a. 前記複数の直接スペクトラム拡散信号の少なくともサブセットと、これらの信号の複数のマルチパス成分と、複数の受信器アンテナとに対する整合フィルタ出力を生成する手段と、
- b. 前記整合フィルタ出力からコヒーレントチャネル推定値を生成する手段と、
- c. 前記コヒーレントチャネル推定値を用いて前記整合フィルタ出力を重み付けして結合する手段と、
- d. 多重アクセス干渉を抑圧しながら前記複数の直接スペクトラム拡散信号の少なくともサブセットに対するそれぞれのデータシンボルを推定する手段とからなることを特徴とする、複数の直接スペクトラム拡散信号が送信されるワイヤレスシステムの受信器で検出のために用いられる装置。

【請求項25】 a. (i) 複素振幅  $c_{k,1}$  ( $k=1, 2, \dots, K; 1=1, 2, \dots, L$ ) を有し、P個の要素からなるアンテナアレイに複素振幅  $h_{k,1,p}$  ( $p=1, 2, \dots, P$ ) で到着するそれぞれ高々L個の分解可能なマルチパス成分を有するそれぞれのデータ  $b_1, b_2, \dots, b_K$  を伝送するK個の符号拡散データ信号  $s_1, s_2, \dots, s_K$  を、P個のアンテナアレイの各要素でK個のユーザのそれぞれに対して高々L個のマルチパス信号に対応する高々KLP個の相関器出力へと分離する相関器のバンクと、

(ii) それぞれのチャネルおよびパスに対する係数の推定値の複素共役 ( $h_{k,1,p}^* \cdot c_{k,1}^*$ ) に従って各相関器の出力に重み付けする手段と、

(iii) 重み付けの結果の各ユーザに対するLP個の複素値を総和する手段と、

(iv) K個の総和からK-ベクトルを形成する手段と、を有する時空間rake受信器と、

- b. 前記K-ベクトルを線形結合器に入力して多重アクセス干渉を抑圧する線形結合手段と、
- c. 前記抑圧の結果として得られる信号を処理してそれぞれのデータシンボルの推定値を生成する手段とからなることを特徴とする受信装置。

【請求項26】 前記線形結合手段は、

対角振幅行列(A)と、

等価アレイ/チャネル/符号相関行列(M)と、

等価アレイ/チャネル/符号相関行列のエルミート共役を  $M^H$  とし、推定されたアレイ/チャネル/符号相関行列を  $M^*$  とし、バックグラウンドノイズの分散を  $\sigma^2$  とし、行列  $MA^2M^H + \sigma^2 M^*$  の逆行列と、の積を形成することを特徴とする請求項25に記載の装置。

【請求項27】 前記K個の総和の実部を、前記線形結合器の前に抽出することを特徴とする請求項25に記載

の装置。

【請求項28】 それぞれ高々L個の分解可能なマルチパス成分を有するそれぞれのデータ  $b_1, b_2, \dots, b_K$  を伝送するK個の符号拡散データ信号  $s_1, s_2, \dots, s_K$  を逆拡散してK-ベクトルを形成する相関器のバンクと、

前記K-ベクトルを線形結合器に入力して多重アクセス干渉を抑圧する線形結合手段と、

前記線形結合器の出力を処理してそれぞれのデータシンボルの推定値を生成する手段とからなることを特徴とする受信装置。

【請求項29】 前記線形結合手段は、

対角振幅行列(A)と、

アレイ/チャネル行列のエルミート共役 ( $G^H$ ) と、

複素ブロックテプリッツ相関行列を  $\sim R$  とし、バックグラウンドノイズの分散を  $\sigma^2$  とし、KLP行KLP列の単位行列を  $I_{KLP}$  として、行列  $\sim RGA^2G^H + \sigma^2 I_{KLP}$  の逆行列と、の積を形成することを特徴とする請求項28に記載の装置。

【請求項30】 P個のアンテナからなるアレイで受信された、L個のパスの周波数選択的フェージングを受けたK個の直接符号拡散データ信号を復調する方法において、

P個のアンテナのそれぞれで受信されたK個の信号のそれぞれのL個のマルチパス遅延されたレプリカに整合する整合フィルタのバンクで逆拡散を行うステップと、アレイ/チャネル係数の推定値の複素共役で逆拡散信号を重み付けするステップと、

重み付けされた逆拡散信号を総和してK-ベクトルを形成するステップと、

前記K-ベクトルを線形変換して多重アクセス干渉を抑圧するステップと、

前記線形変換の結果の信号を処理してそれぞれのデータシンボルの推定値を生成するステップとからなることを特徴とする、直接符号拡散データ信号を復調する方法。

【請求項31】 前記線形変換は、

対角振幅行列(A)と、

等価アレイ/チャネル/符号相関行列(M)と、

等価アレイ/チャネル/符号相関行列のエルミート共役を  $M^H$  とし、推定されたアレイ/チャネル/符号相関行列を  $M^*$  とし、バックグラウンドノイズの分散を  $\sigma^2$  とし、行列  $MA^2M^H + \sigma^2 M^*$  の逆行列と、の積であることを特徴とする請求項30に記載の方法。

【請求項32】 P個のアンテナからなるアレイで受信された、L個のパスの周波数選択的フェージングを受けたK個の直接符号拡散データ信号を復調する方法において、

- a. P個のアンテナのそれぞれで受信されたK個の信号のそれぞれのL個のマルチパス遅延されたレプリカに整合する整合フィルタのバンクで逆拡散を行いK-ベクトル

ルを形成するステップと、  
 b. 前記Kベクトルを線形変換して前記整合フィルタの出力を結合して多重アクセス干渉を抑圧するステップと、  
 c. 前記線形変換の結果の信号を処理してそれぞれのデータシンボルの推定値を生成するステップとからなることを特徴とする、直接符号拡散データ信号を復調する方法。

【請求項33】 前記線形変換は、対角振幅行列(A)と、アレイ／チャネル行列のエルミート共役( $G^H$ )と、複素ブロックデプリッツ相関行列を $\sim R$ とし、バックグラウンドノイズの分散を $\sigma^2$ とし、KLP行KLP列の単位行列を $I_{KLP}$ として、行列 $\sim RGA^2G^H + \sigma^2 I_{KLP}$ の逆行列と、の積を形成することを特徴とする請求項32に記載の方法。

【請求項34】 アレイ処理を行うrake受信器と、前記rake受信器の出力を受け取るマルチユーザ検出器とからなることを特徴とする直接スペクトラム拡散信号用受信装置。

【請求項35】 前記アレイ処理を行うrake受信器は、複数のスペクトラム拡散信号のマルチパスタイミング遅延に整合する整合フィルタのバンクと、整合フィルタの出力を、対応するアレイ／チャネル推定値で重み付けする回路とを有することを特徴とする請求項34に記載の装置。

【請求項36】 複数の直接スペクトラム拡散信号によりそれぞれ変調されたデータ信号を検出する装置において、複数の空間ダイバーシティアンテナと、前記アンテナに設けられ、前記複数の直接スペクトラム拡散信号の少なくともサブセットと、これらの信号の複数のマルチパス成分と、複数の受信器アンテナとに対する複数の出力( $z_1, \dots, z_p$ )を生成する複数の整合フィルタと、前記整合フィルタの出力からコヒーレントチャネル推定値( $h_{k,1,p}, \dots, c_{k,1,p}$ )を得る第1回路と、前記コヒーレントチャネル推定値を用いて前記整合フィルタの出力を重み付けし結合する第2回路と、多重アクセス干渉を抑圧しながら前記複数の直接スペクトラム拡散信号の少なくともサブセットに対するそれぞれのデータシンボルの推定する第3回路とからなることを特徴とする、複数の直接スペクトラム拡散信号によりそれぞれ変調されたデータ信号を検出する装置。

【請求項37】 コンピュータ読み取り可能な媒体内に存在し、複数の直接スペクトラム拡散信号によりそれぞれ変調されたデータ信号を検出するソフトウェアを実行するプロセッサを有する受信器において、前記ソフトウェアは、少なくとも、

a. 前記複数の直接スペクトラム拡散信号の少なくともサブセットと、これらの信号の複数のマルチパス成分と、複数の受信器アンテナとに対する整合フィルタ出力を生成するステップと、  
 b. 前記整合フィルタ出力からコヒーレントチャネル推定値を生成するステップと、  
 c. 前記コヒーレントチャネル推定値を用いて前記整合フィルタ出力を重み付けして結合するステップと、  
 d. 多重アクセス干渉を抑圧しながら前記複数の直接スペクトラム拡散信号の少なくともサブセットに対するそれぞれのデータシンボルの推定するステップと、を前記プロセッサに実行させることを特徴とする受信器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、マルチパスフェージングおよび多重アクセス干渉(MAI: multiple access interference)を受ける直接拡散(DS: direct sequence)符号分割多元接続(CDMA)システムに関し、特に、このようなシステムで用いられる信号検出技術に関する。

【0002】

【従来の技術】次世代移動ワイヤレス標準に対して提案されているもののようなワイヤレスCDMAシステムにおいて、物理層における主な障害は、所望のユーザと直交しない共通チャネルユーザによって引き起こされるマルチパスフェージングおよび多重アクセス(マルチアクセス)干渉である。rake受信器(R. Price and P. E. Green, "A Communication Technique for Multipath Channels", Proceedings of the IRE, Vol.46, pp.555-570, March 1958, 参照)は、所望の信号の分解可能なマルチパスレプリカをコヒーレントに合成することによって、マルチパスフェージングに対処しようとするものである。マルチユーザ検出(S. Verdú, "Multiuser Detection", Cambridge University Press, New York, 1998, 参照)は、所望のユーザを検出する際に、MAIの存在を能動的に考慮することによってMAIの問題に対処するものである。

【0003】最近になって、受信器パフォーマンスをさらに改善するために、アレイ処理を使用することに関心が高まっている。このような技術は、基地局受信器において複数のアンテナを使用して、アンテナ利得やダイバーシティ利得を得るとともに、空間処理を可能にするものである。これらの空間領域技術を、rake検出およびマルチユーザ検出のような時間領域技術と組み合わせることにより得られる時空間検出器は、従来の時間領域のみの検出器に比べて、CDMAシステムの容量を改善する見込みがある(例えば、A. Paulraj and C. Papadias, "Space-Time Processing for Wireless Communications", IEEE Signal Processing Magazine, Vol.14, No.6, pp.49-83, Nov. 1997, 参照)。第1世代の時空間

CDMA検出器は、アレイ処理を、rake検出またはマルチユーザ検出のいずれか（それぞれ、A. Naguib and A. Paulraj, "Performance of Wireless CDMA with M-ary Orthogonal Modulation and Cell Site Antenna Arrays", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.14, No.9, pp.1770-1783, Dec. 1996、または、S. Miller and S. Schwartz, "Integrated Spatial-Temporal Detectors for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels", IEEE Transactions on Communications, Vol.43, No.2/3/4, pp.396-411, Feb./Mar./Apr. 1995、参照）とともに用いていた。その後の時空間CDMA検出器は3種類のすべての処理技術を組み合わせた（H. Huang, S. Schwartz, S. Verdu, "Combined Multipath and Spatial Resolution for Multiuser Detection: Potentials and Problems", Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory, p.380, 1995、あるいは、M. Nagatsuka and R. Kohno, "A Spatially and Temporally Optimal Multi-User Receiver Using an Array Antenna for DS/CDMA", IEEE Transactions on Communications, Vol.E78-B, No.11, pp.1489-1497, Nov. 1995、参照）。

#### 【0004】

【発明が解決しようとする課題】上記のシステムは満足に動作はするが、改善の余地があり、特に、3種類のすべての処理技術を組み合わせた時空間検出器は改善することが可能である。Nagatsuka and Kohnoの論文の検出器は最尤の意味で最適ではあるが、その計算の複雑さ（計算量）はユーザ数に関して指数関数的である。従って、実用的システムを実現するには複雑になり過ぎる。Huang, Schwartz and Verduの論文では、パフォーマンスと複雑さの間のトレードオフを提供しているが、この検出器は、ゼロフォーシング基準を用いているため、適応的に実装されていない。適応の実装により、受信器は、未知の干渉源を考慮に入れることが可能となり、それにより、検出器パフォーマンスが改善され、システム容量が増大する。例えば、基地局受信器は、隣接するセルからの、あるいは、埋め込まれたマイクロセルからの干渉を考慮に入れることが可能となり、一方、ハンドセット受信器は、明示的に復調していない信号からの干渉を考慮に入れることが可能となる。

#### 【0005】

【課題を解決するための手段】本発明は、rake受信器、アレイ処理、およびマルチユーザ検出を利用してDS-SS-CDMA信号を検出する。アレイ処理と組み合わされる場合、rake受信器は、時空間rake受信器と呼ばれることがある。本発明は、マルチユーザ検出器において、最小平均二乗誤差（MMSE：minimum mean-square error）基準を使用する。この基準により、線形検出器の形式で、比較的単純な実装が可能となるとともに、適応の実装が可能となる。適応の実装は、さまざま

な受信信号に関する限定された知識しかないような実際的な状況で有用である。上記のように、アップリンクおよびダウンリンクの容量は、未知の干渉を考慮に入れた適応的検出器を使用して改善される。

【0006】パルス振幅変調（PAM：pulse amplitude modulated）データ信号の場合、本発明の2つの実施例は、パフォーマンスと適応の実装の複雑さとの間のトレードオフの選択肢を提供する。ユーザの信号パラメータに関する完全な知識がある場合には、第1実施例のほうが良好に動作する。しかし、第1実施例は、適応の実装のためのより多くの明示的なチャネル情報を必要とする。受信器が $P \geq 1$ 個のアンテナを有し、受信信号が $K$ 個のDS-SS-CDMAデータ信号からなり、各DS-SS-CDMAデータ信号は $L$ 個の遅延されたあるいは重み付けられたマルチパスレプリカを有するとする。各アンテナにおいて、フィルタのバンクが、 $KL$ 個の拡散符号に、それぞれのマルチパスタイミング遅延で整合する。フィルタ出力は、推定されたチャネル（マルチパスおよびアレイ）パラメータの複素共役により重み付けられてから合成され、各成分が $K$ 個の符号のうちの1つに対応する $K$ 次元ベクトル（ $K$ -ベクトル）を形成する。各成分の実部がとられる。マルチパス遅延およびチャネルパラメータの推定値は、例えば、トレーニング（パイロット）信号から得られる。従来の時空間rake受信器であれば、各ベクトル成分を判定デバイスに渡して、対応するユーザのPAMデータシンボルを推定する。しかし、ユーザの信号が時空間領域で直交していなければ、ベクトル成分には他のユーザからのマルチアクセス干渉が混入する。本発明は、判定デバイスの前に線形結合器を使用して、マルチアクセス干渉を抑圧する。この線形結合器は、実 $K$ -ベクトルに乗じられる実 $K \times K$ 行列 $W_k$ によって表される。この行列は、この行列と実 $K$ -ベクトルの積と、データシンボルの $K$ -ベクトルとの間の最小二乗誤差を最小にする。この行列は最小平均二乗誤差（MMSE）基準を用いるため、周知の適応アルゴリズムを用いてそれを適応的に得ることができる。最終的な $K$ -ベクトル出力の各成分は、 $K$ 個の符号のうちの1つに対応し、その後の処理のために判定スライサまたは復号器のいずれかに渡される。

【0007】第2実施例は、チャネルパラメータが正確に既知であるときにはわずかに劣ったパフォーマンスを有する。しかし、チャネル不整合の実際の条件下では、第2実施例のほうが良好に動作することが多い。適応の実装に関して、この実施例のほうが少ない情報しか必要としない（明示的なチャネル推定値は不要）が、適応は遅くなる可能性がある。第1実施例と同様に、第2実施例のフロントエンドは、 $P$ 個のアンテナのそれぞれに対する $KL$ 個の整合フィルタのバンクの後に、重み付けおよび合成からなる。しかし、第1実施例とは異なり、実部オペレータ（実部取り出し）と線形結合器（ $K \times K$ 行

列の乗算)の順序は交換される。この際に、重み付け、合成、および線形結合器は、単一の複素 $K \times KLP$ 行列 $W_B$ によって表される。結果として得られる $K$ -ベクトルの成分の実部が、その後の処理のために、判定デバイスまたは復号器のいずれかに渡される。適応的実装では、適応アルゴリズムを用いて行列 $W_B$ を得ることができるため、チャネル推定値は明示的に要求されない。

【0008】直交PAM (QAM: quadrature PAM) データ信号の場合、信号コンステレーションが2次元であるため、検出器に実部オペレータは不要である。この場合、実部オペレータを用いずに、線形結合器の後に直接に適当な判定デバイスまたは復号器を設けた、第2実施例の変形例が用いられる。

【0009】MMSE検出法はそれ自体強力であるが、その性能は、線形マルチユーザ検出器の場合のように干渉が射影により除去される代わりに明示的に受信信号から減算される干渉消去のような他のマルチユーザ検出技術とともに用いることによって、さらに改善される。干渉消去は、MMSE線形結合器の前後のいずれに行うことも可能である。

【0010】MMSE検出器のいずれの実施例も、データ伝送チャネルの他に、パイロット信号として作用する補助チャネルを利用する実用的システムに一般化することが可能である。また、MMSE検出器は、信号が複数の拡散ファクタで送信されるようなシステムでも動作可能である。

【0011】本発明によるCDMA信号検出器は、マル

$$r_p(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L h_{k,l,p}(t) c_{k,l}(t) s_k(t - \tau_{k,l}) A_k b_k(t - \tau_{k,l}) + n_p(t) \quad (1)$$

である。ただし、 $A_k$ はユーザ $k$ の振幅であり、 $\tau_{k,1}$ は $k$ 番目のユーザの1番目のマルチパスの遅延であり、 $n_p(t)$ は、セル外干渉および背景ノイズを考慮に入れた加法性ガウシアンノイズ過程である。ここで、分析を簡単にするために以下の仮定をおく。

- (a) 信号はビット同期して受信される。
- (b) 時間広がりは、シンボル期間に比べて、シンボル間干渉が無視できるほどに小さい。
- (c) 位相オフセットおよびチャネル係数は、1シンボル期間にわたり一定である。

第1の仮定は後で落とすことになる。これらの仮定のもとで、式(1)の受信信号に対するチップ整合フィルタ出力は次の複素 $N$ -ベクトルとなる。

【数2】

$$r_p = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L h_{k,l,p} c_{k,l} s_k A_k b_k + n_p$$

チューザ検出を用いない、あるいは、マルチユーザ検出を用いるが未知の干渉を適応的に低減しない従来の信号検出器に比べて、大幅に改善されたパフォーマンスを提供することができる。

【0012】

【発明の実施の形態】 [概要]  $k$  番目のユーザ ( $k = 1, \dots, K$ ) がデータ系列  $b_k(t)$  を  $N$  チップ拡散系列  $s_k(t)$  で変調する  $K$  ユーザシステムを考える。検出器Aの場合、データ系列はパルス振幅変調 (PAM) である。検出器Bの場合、データ系列はPAMまたは直交PAM (QAM) のいずれも可能である。送信された信号は、チャネルにおいて周波数選択的なフェージングを受け、受信器には、複素フェージングチャネル係数  $c_{k,1}(t), \dots, c_{k,L}(t)$  を有する  $L$  個の時間分解可能なマルチパス成分として到着する。受信器は、 $P$  エレメントリニアアレイであると仮定する。各分解可能マルチパス成分は、リニアアレイに対する角  $\theta_{k,1}(t)$  を有する平面波として到着し、アレイ間隔が、与えられた波面に対してアレイエレメント間に完全な相関があるように十分に近い (例えば  $\lambda/2$ ) 場合、 $p$  番目のエレメントの、第1エレメントに対する位相オフセット  $h_{k,1,p}(t)$  は、 $h_{k,1,p}(t) = \exp(\pi(p-1) \sin \theta_{k,1}(t))$  である。与えられたシンボル期間に対して、 $p$  番目のアンテナにおける受信信号 (シンボル間干渉は無視する) は、

【数1】

ただし、 $s_{k,1}$  は  $s_k(t - \tau_{k,1})$  に対応するチップ整合フィルタ  $N$ -ベクトルであり、 $n_p$  はガウシアンノイズに対応する複素  $N$ -ベクトルである。(式中太字で示した記号は、明細書本文中では下線で代用して示す。) 拡散符号は単位エネルギーを有するように正規化されている。すなわち、 $\|s_{k,1}\| = 1$  である。拡散符号はランダムであると仮定する。しかし、これらのMMSE検出器の適応的実装では、数個のシンボル期間の後に繰り返す短い拡散符号の使用を要求する。以下、次の記法を使用する。

【0013】

【表1】

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{k,l} &= [h_{k,l,1} \dots h_{k,l,P}]^T \\ \mathbf{H} &= [\mathbf{h}_{1,1} \dots \mathbf{h}_{1,L} \dots \mathbf{h}_{K,1} \dots \mathbf{h}_{K,L}] \\ \mathbf{H}^D &= \text{diag}(\mathbf{h}_{1,1} \dots \mathbf{h}_{1,L} \dots \mathbf{h}_{K,1} \dots \mathbf{h}_{K,L}) \\ \mathbf{c}_k &= [c_{k,1} \dots c_{k,L}]^T \\ \mathbf{C} &= \text{diag}(\mathbf{c}_1 \dots \mathbf{c}_K) \\ \mathbf{R} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \text{diag}(\mathbf{A}_1 \dots \mathbf{A}_K) \\ \mathbf{b} &= [b_1 \dots b_K]^T \\ \mathbf{I}_u & \\ \mathbf{1}_u & \\ \mathbf{0}_{u \times u} & \\ \mathbf{0}_u & \end{aligned}$$

アレイ係数およびチャネル係数の対応する推定値は、その値の記号の上に記号 $\hat{\phantom{x}}$ を付けて表す。ノイズベクトルは、ゼロ平均複素ガウシアンベクトルであり、その分布

$$\begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{n}) \\ \text{Im}(\mathbf{n}) \end{bmatrix} \sim \eta \left( \begin{bmatrix} \mathbf{0}_N \\ \mathbf{0}_N \end{bmatrix}, \sigma^2 \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N & \mathbf{0}_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times N} & \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \right)$$

ただし、行列およびベクトルに対する実部演算および虚部演算を $\text{Re}(\mathbf{X}) = (\mathbf{X} + \mathbf{X}^*) / 2$ および $\text{Im}(\mathbf{X}) = (\mathbf{X} - \mathbf{X}^*) / 2$ と定義し、 $*$ は複素共役を表す。従って、 $\text{Re}(\mathbf{n})$ および $\text{Im}(\mathbf{n})$ は、成分の分散が $\sigma^2$ で相互に無相関の、ゼロ平均ガウシアンランダムベクトルである。

【0014】〔従来の(時空間rake)受信器(図1)〕このアレイ—マルチパスチャネルの場合に、従来技術のシングルユーザ検出器は、所望のユーザの複合アレイ—マルチパス拡散符号信号に整合した相関器である。この検出器は、干渉源の存在を考慮に入っていない。しかし、干渉源がない場合、あるいは、干渉源がアレイ—符号空間で所望のユーザと直交する場合、これは最尤検出器である。図1に示すように、この検出器は、 $KL$ 個のマルチパス拡散符号 $s_{1,1}, \dots, s_{1,L}, \dots, s_{K,1}, \dots, s_{K,L}$ に整合した、各アンテナにおける相関器バンク10である。図1の左端のボックス内の $\langle s_{k,1}, \cdot \rangle$ という記法は、 $s_{k,1}$ ( $k$ 番目のユーザの拡散符号で、1番目のマルチパス遅延に対応するもの)と、そのボックスへの入力ベクトルとの内積をとることを示す。 $\langle s_{k,1}, \cdot \rangle$ という記法におけるドットは入力を表す。タイミング推定値は、別個のタイミング推定アルゴリズムを用いて得られる。左上のボックス(ベクトル $\mathbf{z}_1$ の第1成分に対応する)の出力は、 $\langle s_{1,1}, \mathbf{r}_1 \rangle = s_{1,1}^H \mathbf{r}_1$ である。ただし、上付き添字 $H$ は複素ベク

$$\mathbf{z} = \hat{\mathbf{R}} \mathbf{H}^D \mathbf{C} \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n}^S$$

ただし、 $KLP \times KLP$ 行列 $\hat{\mathbf{R}}$ を

【数5】

アレイ係数の複素 $P$ -ベクトル  
複素 $P \times KL$ アレイ行列  
複素 $KLP \times KL$ アレイ行列  
チャネル係数の複素 $L$ -ベクトル  
複素 $KL \times K$ チャネル行列  
 $\mathbf{R}_{((k_1-1)K+l_1, (k_2-1)K+l_2)} = \mathbf{s}_{k_1, l_1}^H \mathbf{s}_{k_2, l_2}$   
によって定義される  
複素 $KL \times KL$ 相関行列  
実 $K \times K$ 振幅行列  
データビットの実 $K$ -ベクトル  
 $u \times u$ 単位行列  
各成分が1の $u$ -ベクトル  
 $u \times u$ 零行列  
各成分が0の $u$ -ベクトル

は、(成分ごとの)実成分および虚成分に関して次のように書くことができる。

【数3】

トルのエルミート共役(各成分の複素共役をとり、さらにベクトルの転置をとる)を表す。複数の信号、それらの信号の複数のマルチパス成分および複数の受信アンテナの少なくともサブセットに対する整合フィルタ出力を図中 $(z_1, \dots, z_P)$ で示す。

【0015】参照符号11において、相関器出力は、対応するチャネル推定値の複素共役で重み付けられる。具体的には、ユーザ $k$ の1番目のマルチパスに対する $p$ 番目のアンテナにおける相関器出力は、対応するチャネル(アレイ/マルチパス)係数の推定値 $\hat{h}_{k,1,p} \hat{c}_{k,1}$ の複素共役で重み付けられる。これらの推定値は、別個のチャネル推定アルゴリズムを用いて得られる。各アンテナにおいて、 $k$ 番目のユーザに対する $L$ 個の成分は加算され(12)、その後、 $k$ 番目のユーザに対して結果として得られる $P$ 個の成分が加算される(13<sub>k</sub>,  $k=1, \dots, K$ )。その後、各成分は、判定デバイスまたは復号器に渡される。PAMデータ信号の場合、 $k$ 番目のユーザに対する判定デバイス(14<sub>k</sub>,  $k=1, \dots, K$ )は、 $k$ 番目のベクトル成分の実部にユークリッド距離の意味で最も近いシンボルを出力する。QAMデータ信号の場合、実部オペレータは不要である。

【0016】図1から、整合フィルタの出力における $KLP$ -ベクトル $\mathbf{z} = [z_1^T \dots z_P^T]^T$ は次のように書くことができる。

【数4】

$$(2)$$

$$\hat{\mathbf{R}} \equiv \mathbf{R} \otimes \mathbf{I}_P$$

と定義し、



【数6】



イズベクトルは、次の分布を有する複素ガウシアンランダムベクトルである。

【数7】

は2つの行列の間のクロネッカー積演算であり、複素ノ

$$\begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{n}^S) \\ \text{Im}(\mathbf{n}^S) \end{bmatrix} \sim \eta \left( \begin{bmatrix} \mathbf{0}_N \\ \mathbf{0}_N \end{bmatrix}, \sigma^2 \begin{bmatrix} \text{Re}(\tilde{\mathbf{R}}) & \text{Im}(\tilde{\mathbf{R}}) \\ -\text{Im}(\tilde{\mathbf{R}}) & \text{Re}(\tilde{\mathbf{R}}) \end{bmatrix} \right)$$

【0017】

【数8】

$$(\hat{\mathbf{H}}^D \hat{\mathbf{C}})^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{H}^D \mathbf{C} = \hat{\mathbf{C}}^H [(\hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{H}) \circ \mathbf{R}] \mathbf{C}$$

との積を表す)を用いると、チャネル結合器の出力および判定デバイス14<sub>1</sub>〜14<sub>k</sub>への入力におけるK-ベクトルは次のように簡潔に書くことができる。

【数9】

という事実(○は2つの同サイズの行列どうしの成分ご

$$\text{Re}\{\mathbf{y}_{conv}\} = \text{Re}\{(\hat{\mathbf{H}}^D \hat{\mathbf{C}})^H \mathbf{z}\} = \mathbf{M} \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n}_{conv} \quad (3)$$

ただし、Hは複素共役転置を表し、○は2つの同サイズの行列どうしの成分ごとの積を表し、

【数10】

$$\mathbf{M} \equiv \text{Re}\{\hat{\mathbf{C}}^H [(\hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{H}) \circ \mathbf{R}] \mathbf{C}\}$$

である。ノイズベクトルは純粹に実であり、次の分布を有する。

【数11】

$$\mathbf{n}_{conv} \sim \eta(\mathbf{0}_N, \sigma^2 \hat{\mathbf{M}})$$

ただし、

【数12】

$$\hat{\mathbf{M}} \equiv \hat{\mathbf{C}}^H [(\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}) \circ \mathbf{R}] \hat{\mathbf{C}}$$

である。データがBPSK変調されている場合、ユーザkに対するビット判定は単に、 $\text{Re}\{\mathbf{y}_{conv}\}$ の第k成分の硬制限(hard limit)、すなわち、 $\hat{b}_k = \text{sgn}(\text{Re}\{\mathbf{y}_{conv,k}\})$ である。従来のrake受信器の対応するビット誤り率 $P_k^{conv}$ は次の通りである。

【数13】

$$P_k^{conv}(\sigma) = Q \left[ \frac{(\mathbf{M} \mathbf{A} \mathbf{b})_k}{\sigma \sqrt{\hat{\mathbf{M}}_{(k,k)}}} \right] \quad (4)$$

ただし、 $X_{(k,k)}$ は、行列Xの(k,k)成分である。さまざまな検出器どうしのパフォーマンス比較は、BPSK変調データに関して与えられるが、それらは一般に、任意のQAM変調データに対しても与えることが可能である。

【0018】[一般的な時空間線形マルチユーザrake受信器(図2)]上記の従来の時空間rake受信器は、与えられた1ユーザに対して、復調はそのユーザのみからの情報を使用するという意味で、シングルユーザ受信器である。これは他のユーザからの干渉の存在を考慮に入れていないため、そのパフォーマンスは劣化する。図2に、一般的なマルチユーザ時空間rake受信器を示す。これは、線形結合器を使用して、マルチアクセス干渉を考慮に入れている。この検出器の2つのバージョンについて説明する。第1のバージョン(検出器Aという。)は、線形結合器の前に実部オペレータを使用する。この場合、図2の参照符号20は、実部オペレータのバンクと、その後の線形結合器とからなり、各コンポーネント14<sub>1</sub>, ..., 14<sub>k</sub>は、その入力に最も近い

推定シンボルを判断するスライサである。第2のバージョン(検出器Bという。)は、複素行列によって表される線形結合器と、その後の実部オペレータとを使用する。この場合、参照符号20は、線形結合器のみからなり、判定デバイスが、実部オペレータおよびスライサからなる。その類似性にもかかわらず、実際には、検出器AとBの線形結合器は相異なるパフォーマンスおよび適応的実装となる。以下で、これらの2つの検出器の実施例についてさらに詳細に説明する。

【0019】[時空間線形マルチユーザ検出器A(図3)]K個のユーザに対して十分な統計量のセットは、式(3)においてK-ベクトル $\text{Re}\{\mathbf{y}_{conv}\}$ として与えられる。線形MMSE検出器の目的は、このベクトルのK×K線形結合器を適用して、その結果得られるベクトルと、データベクトルbの間の平均二乗誤差が最小になるようにすることである。換言すれば、次式のような実K×K行列 $\mathbf{W}_A$ を求めることである。

【数14】

$$\mathbf{W}_A = \arg \min_{\mathbf{W}} \{E \{ \|\mathbf{W} \text{Re}\{\mathbf{y}_{conv}\} - \mathbf{b}\|^2 \} \} \quad (5)$$

この検出器は、本質的に、 $\mathbf{n}_{conv}$ を通して現れる残留ガ

ウシアンノイズと、

【数15】

$$\text{Re}\{\hat{\mathbf{C}}^H[(\hat{\mathbf{H}}^H\mathbf{H})\circ\mathbf{R}]\mathbf{C}\}$$

の非対角項を通して現れる多重アクセス干渉の両方に対

$$\begin{aligned}\mathbf{W}_A &= E[\mathbf{b}(\text{Re}\{\mathbf{y}_{conv}\})^H] \{E[\text{Re}\{\mathbf{y}_{conv}\}(\text{Re}\{\mathbf{y}_{conv}\})^H]\}^{-1} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{M}(\mathbf{M}\mathbf{A}^2\mathbf{M}^H + \sigma^2\hat{\mathbf{M}})^{-1}\end{aligned}\quad (6)$$

【0020】図3は、本発明による検出器Aのブロック図である。これは、P個のアンテナと、整合フィルタバンク10を含む。ボックス31は、式(6)で与えられる $K \times K$ 行列 $\mathbf{W}_A$ によって定義される線形結合器を表す。この行列を言葉で説明すれば次のようになる。これは、3つの項、すなわち、(a)対角振幅行列( $\mathbf{A}$ )、(b)等価アレイ／チャネル／符号相関行列( $\mathbf{M}$ )、および、(c)アレイ／チャネル／符号相関行列( $\mathbf{M}$ )と、振幅行列の2乗( $\mathbf{A}^2$ )と、アレイ／チャネル／符号相関行列のエルミート共役( $\mathbf{M}^H$ )との積に、推定されたアレイ／チャネル／符号相関行列( $\hat{\mathbf{M}}$ )にバックグラウンドノイズの分散( $\sigma^2$ )で重みを付けたものを加えたものからなる行列( $\mathbf{M}\mathbf{A}^2\mathbf{M}^H + \sigma^2\hat{\mathbf{M}}$ )の逆、の積である。この行列は、式(5)で与えられる平均二乗誤差基準を最小にし、式(5)の平均二乗誤差の式の凸性のため、MMSE解(6)は大域的最小を表す。判

断するように適当にバランスをとる。その解は次のようになることを示すことができる。

【数16】

定スライサのバンク( $32_1, \dots, 32_K$ )が、線形結合器の後にくる。

【0021】このMMSE検出器の有利な特徴は、最小平均二乗や再帰的最小二乗のような周知の適応アルゴリズム(33)を用いて適応的に実装可能なことである。トレーニング信号(例えば、ユーザのデータビット)を用いて、これらの技術を用いて適応的に $\mathbf{W}_A$ を得ることができる。適応の実装は、 $\mathbf{W}_A$ の直接的計算が複雑すぎると考えられる場合のオプションである。なお、適応の実装は、K個のユーザの拡散符号、マルチパス遅延、およびチャネルパラメータの知識を必要とする。

【0022】アレイおよびチャネルの推定値が厳密に $\hat{\mathbf{C}} = \mathbf{C}$ 、 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$ であると仮定すると、式(6)における $\mathbf{W}_A$ の式を次のように書き直すことができる。

【数17】

$$\mathbf{W}_A = \mathbf{A}^{-1} [\text{Re}\{\mathbf{C}^H[(\mathbf{H}^H\mathbf{H})\circ\mathbf{R}]\mathbf{C}\} + \sigma^2\mathbf{A}^{-2}]^{-1}$$

もう1つの有利な特徴は、次式のように、残留ガウシアンノイズが0に近づくとともに、MMSE検出器は、脱

相関(ゼロフォーシング)検出器に近づくことである。

【数18】

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \mathbf{W}_A = \mathbf{A}^{-1} (\text{Re}\{\mathbf{C}^H[(\mathbf{H}^H\mathbf{H})\circ\mathbf{R}]\mathbf{C}\})^{-1}\quad (7)$$

換言すれば、式(3)から、次式を得る。

【数19】

$$\begin{aligned}\lim_{\sigma \rightarrow 0} \mathbf{W}_A \mathbf{y} &= \mathbf{A}^{-1} (\text{Re}\{\mathbf{C}^H[(\mathbf{H}^H\mathbf{H})\circ\mathbf{R}]\mathbf{C}\})^{-1} \\ &\quad \times \text{Re}\{\mathbf{C}^H[(\mathbf{H}^H\mathbf{H})\circ\mathbf{R}]\mathbf{C}\} \mathbf{A} \mathbf{b} \\ &= \mathbf{b}\end{aligned}$$

そして、多重アクセス干渉は0に強制される。脱相関検出器A(DD-A, decorrelating detector A)の実装では、式(6)で与えられる $\mathbf{W}_A$ を $\mathbf{W}_A = \mathbf{A}^{-1} \text{Re}\{\mathbf{M}\}^{-1}$ で置き換える。ここで、 $\mathbf{C}^H[(\mathbf{H}^H\mathbf{H})\circ\mathbf{R}]\mathbf{C}$ は正定値であり従って可逆であると仮定すると、 $\text{Re}\{\mathbf{C}^H[(\mathbf{H}^H\mathbf{H})\circ\mathbf{R}]\mathbf{C}\}$ もまた可逆となる。

【0023】次に、この第1のMMSE検出器(MMSE-A)のビット誤り率を計算する。スライサ入力におけるK-ベクトルは次の通りである。

【数20】

$$\mathbf{y}_A = \mathbf{W}_A \text{Re}\{\mathbf{y}_{conv}\} = \mathbf{W}_A \mathbf{M} \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n}_A$$

ただし、

【数21】

$$\mathbf{n}_A \sim \eta(0_K, \sigma^2 \mathbf{W}_A \hat{\mathbf{M}} \mathbf{W}_A^H)$$

である。従って、MMSE-A検出器を使用するk番目のユーザに対するビット誤り率は、次のようになる。

【数22】

$$P_k^{MMSE-A}(\sigma) = Q \left[ \frac{(\mathbf{W}_A \mathbf{M} \mathbf{A} \mathbf{b})_k}{\sigma \sqrt{(\mathbf{W}_A \hat{\mathbf{M}} \mathbf{W}_A^H)_{(k,k)}}} \right]\quad (8)$$

$W_A = A^{-1} (\text{Re} \{ C^H [(H^H H) \circ R] C \})^{-1}$ と  
し、完全チャネル推定を仮定すると、DD-Aのビット

誤り率は次のようになる。  
【数23】

$$P_k^{DD-A}(\sigma) = Q \left[ \frac{A_k}{\sigma \sqrt{[(\text{Re} \{ C^H [(H^H H) \circ R] C \})^{-1}]_{(k,k)}}} \right] \quad (9)$$

【0024】このMMSE検出器の1つの欠点は、チャネルおよびアレイの係数の推定を、 $W_A$ を得るための適応アルゴリズムに組み込むことができないことである。これらの推定値は、(トレーニングあるいはパイロット信号のような)何らかの別の手段を用いて明示的に取得しなければならない。ここから、「アレイおよびチャネルのパラメータの事前の知識を必要としない適応的MMSEを設計することは可能か？」という疑問が生じる。その答えはYESであり、これについて次のセクションで説明する。

【0025】[時空間線形マルチユーザ検出器B(図4)] このセクションの目標は、適応的に実装可能であるとともに明示的なアレイおよびチャネルの推定値を必要としないMMSE検出器を導出することである。(し

$$\begin{aligned} W_B &= E(bz^H)[E(zz^H)]^{-1} \\ &= AG^H \tilde{R}[\tilde{R}GA^2G^H + \sigma^2 \tilde{R}]^{-1} \\ &= AG^H[\tilde{R}GA^2G^H + I_{KLP}]^{-1} \end{aligned} \quad (10)$$

となる。ただし、 $G \equiv H^D C$ は、アレイ／チャネル行列である。図5は、本発明によるMMSE-B検出器のブロック図である。これは、P個のアンテナと、整合フィルタのバンク10を含む。ボックス50は、式(10)で与えられる $K \times KLP$ 行列 $W_B$ によって定義される線形結合器を表す。この行列は、上記のように

【数26】

$$W_B = \arg \min_W \{ E[\|Wz - b\|^2] \}$$

で与えられる平均二乗誤差基準を最小にする。式(10)の最後の行は、この行列が、3つの項、すなわち、(a)対角振幅行列( $A$ )、(b)従来の検出器におけるアレイ／チャネル結合器と等価であるが推定値ではなく実際のパラメータを使用するアレイ／チャネル結合器行列 $H^D C$ 、(c)行列 $\sim RGA^2G^H + \sigma^2 I_{KLP}$ の逆行列、の積であることを示している。この逆行列は、式(2)に従って定義される相関行列( $\sim R$ )と、アレイ／チャネル結合器行列 $G$ と、振幅行列の2乗( $A^2$ )と、アレイ／チャネル結合器行列のエルミート共役との積に、 $KLP \times KLP$ 単位行列にバックグラウンドノイズの分散( $\sigma^2$ )で重みを付けたものを加えたものから

かし、マルチパス遅延のタイミング推定値は依然として必要となる。)図4に、検出器Aの実部オペレータと線形結合器の位置を交換した、検出器Bの基本構造を示す。この交換により、結果として得られるアレイ結合、マルチパス結合、および線形結合器の縦続構成は、図5に示すような単一の複素 $K \times KLP$ 行列乗積 $W_B$ にまとめることができる。具体的には、この行列を、MMSE基準を用いて次のように定義する。

【数24】

$$W_B = \arg \min_W \{ E[\|Wz - b\|^2] \}$$

式(4)から、

【数25】

なる。データがPAMである場合、実部オペレータのバンク( $30_1, \dots, 30_K$ )および判定スライサ( $32_1, \dots, 32_K$ )が線形結合器の後にくる。そうではなく、データがQAMである場合、複素判定スライサ( $14_1, \dots, 14_K$ )のみがあればよい。PAMデータの場合、検出器AとBは、構造は類似するが、実部オペレータの配置が異なることにより、等価ではない。

【0026】BPSKデータに対する検出器Bのビット誤り率を計算するのに、スライサ入力における $K$ -ベクトルは

【数27】

$$y_B = \text{Re}(W_B z) = \text{Re}(W_B \tilde{R} H^D C) A b + n_B$$

である。ただし、

【数28】

$$n_B \sim \eta(0_K, \sigma^2 W_B \tilde{R} W_B^H)$$

である。従って、MMSE-B検出器を使用する $k$ 番目のユーザに対するビット誤り率は次式のようにになる。

【数29】

$$P_k^{MMSE-B}(\sigma) = Q \left[ \frac{\{\text{Re}(W_B \tilde{R} H^D C) A b\}_k}{\sigma \sqrt{(W_B \tilde{R} W_B^H)_{(k,k)}}} \right] \quad (11)$$

【0027】P個の受信されるN-ベクトルを単一のN-P-ベクトル  $\mathbf{r} = [\mathbf{r}_1^T \ \mathbf{r}_2^T \ \dots \ \mathbf{r}_P^T]^T$  に接続することによって、整合フィルタバンクの演算を線形結合器  $\mathbf{W}_B$  と結合して、 $\mathbf{r}$  に乗じる単一の  $K \times KP$  行列を作ることができる。図6に示すように、k番目のユーザに対する検出器構造は、この  $K \times KP$  行列60の第k行と、その後の実部オペレータ62および判定スライサ63とに還元される。従って、MMSE-B検出器は、単純なタップ重みフィルタアーキテクチャで実装することができる。その対応する脱相関検出器(後述)と、MMSE-A検出器と、DD-A検出器とは、同様にこのアーキテクチャで実装することができる。MMSE-A検出器と同様に、このバージョンのMMSE-B検出器は、周知の適応アルゴリズム(61)を用いて適応的に実装することができる。しかし、MMSE-Bは、アレイおよび

チャネルの推定値を必要としないという利点がある。その代わり、トレードオフとして、調整するタップが多くなるために適応が遅くなる可能性がある。

【0028】2つの検出器の間の直接の解析的比較は困難であるが、以下で、完全なチャネルおよびアレイの推定値のもとで、ノイズ下限が0に近づくにつれて、MMSE-Aのパフォーマンスは一樣にMMSE-Bより優れていることを示す。まず、MMSE-Bに対応する脱相関検出器DD-Bは単に、 $\mathbf{W}_B$  を  $\mathbf{A}^{-1} [(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H \sim \mathbf{R} \mathbf{H}^D \mathbf{C}]^{-1} (\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H$  で置き換えることを示す。(既に、 $(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H \sim \mathbf{R} \mathbf{H}^D \mathbf{C} = \mathbf{C}^H [(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \circ \mathbf{R}] \mathbf{C}$  は可逆であると仮定したことを想起すべきである。)

【0029】命題1:

【数30】

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} [\mathbf{A}(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H [\tilde{\mathbf{R}} \mathbf{H}^D \mathbf{C} \mathbf{A}^2 (\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{KLP}]^{-1}] \\ = \mathbf{A}^{-1} [(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{H}^D \mathbf{C}]^{-1} (\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H$$

証明: 両辺に  $\sim \mathbf{R} \mathbf{H}^D \mathbf{C} \mathbf{A}^2 (\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{KLP}$  を乗じることにより、次を得る。

【数31】

$$\mathbf{A}(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H = \lim_{\sigma \rightarrow 0} \mathbf{A}^{-1} [(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{H}^D \mathbf{C}]^{-1} (\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H \\ \times [\tilde{\mathbf{R}} \mathbf{H}^D \mathbf{C} \mathbf{A}^2 (\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{KLP}] \\ = \mathbf{A}(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H \\ + \lim_{\sigma \rightarrow 0} (\sigma^2 \mathbf{A}^{-1} [(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{H}^D \mathbf{C}]^{-1} (\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H) \\ = \mathbf{A}(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H$$

従って、 $(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H \sim \mathbf{R} \mathbf{H}^D \mathbf{C} = \mathbf{C}^H [(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \circ \mathbf{R}] \mathbf{C}$  という事実、および、MMSE-Aにおけるアレイおよびマルチパスの結合器は  $(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H$  によって表すことができるという事実から、DD-Bは、整合フィルタのバンクと、その後の結合器と、その後の脱相関器  $[\mathbf{C}^H [(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \circ \mathbf{R}] \mathbf{C}]^{-1}$  と、その後の実部オペレータと、その後のスライサとからなる。DD-Aは、脱相関

器と実部オペレータの順序が交換されることと、脱相関器が  $[\text{Re} \{ \mathbf{C}^H [(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \circ \mathbf{R}] \mathbf{C} \}]^{-1}$  であることを除いてはほとんど同一である。 $\mathbf{W}_B$  を式(11)の  $\mathbf{U}_B = \mathbf{A}^{-1} [(\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H \sim \mathbf{R} \mathbf{H}^D \mathbf{C}]^{-1} (\mathbf{H}^D \mathbf{C})^H$  で置き換えることにより、DD-Bのビット誤り率は次のようになる。

【数32】

$$P_k^{DD-B}(\sigma) = Q \left[ \frac{A_k}{\sigma \sqrt{\text{Re} \{ [\mathbf{C}^H [(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \circ \mathbf{R}] \mathbf{C}]^{-1} \}_{(k,k)}}} \right] \quad (12)$$

【0030】次に、DD-AがDD-Bよりも一樣に低いビット誤り率を有することを示そう。

【0031】

命題2:  $P_k^{DD-A}(\sigma) \leq P_k^{DD-B}(\sigma)$

【0032】証明: (これについては、発明者は、Luce nt Technologies社のEmre Telatarに対して、時宜を得た明快な洞察に感謝する。)

【0033】 $\underline{\mathbf{M}} \equiv \mathbf{C}^H [(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \circ \mathbf{R}] \mathbf{C}$  と定義する。(本文中では、 $\mathbf{M}$  の上にバーを付けた記号を  $\underline{\mathbf{M}}$  で表す。) これはエルミートである。さらに、これは正定

値であると仮定する。 $[\text{Re}(\underline{\mathbf{M}})]^{-1}$  もまた正定値であることが従うので、 $[\text{Re}(\underline{\mathbf{M}})]^{-1}$  のk番目の対角成分が  $\underline{\mathbf{M}}^{-1}$  のk番目の対角成分より大きいことを示せば十分である。(  $\underline{\mathbf{M}}$  はエルミートであるため、その逆もまたエルミートであり、従って、逆行列の対角成分は実であることに注意する。)  $\mathbf{y}$  を実を選び、 $\mathbf{x} = [\text{Re}(\underline{\mathbf{M}})]^{-1} \mathbf{y}$  とおき、 $\mathbf{x}$  は実であることに注意すると、 $\mathbf{x}^T \underline{\mathbf{M}} \mathbf{x} = \mathbf{x}^T \text{Re}(\underline{\mathbf{M}}) \mathbf{x} = \mathbf{y}^T [\text{Re}(\underline{\mathbf{M}})]^{-1} \mathbf{y}$  であり、また、 $\mathbf{x}^T \mathbf{y} = \mathbf{y}^T [\text{Re}(\underline{\mathbf{M}})]^{-1} \mathbf{y}$  である。任意の実の  $\mathbf{x}$ 、実の  $\mathbf{y}$ 、および正定値の  $\underline{\mathbf{M}}$

に対して  $\mathbf{x}^T \mathbf{M} \mathbf{x} \mathbf{y}^T (\mathbf{M})^{-1} \mathbf{y} \geq (\mathbf{x}^T \mathbf{y})^2$  であることを主張するBergstromの不等式の一般化を用いる

$$\mathbf{y}^T [\text{Re}(\bar{\mathbf{M}})]^{-1} \mathbf{y} \mathbf{y}^T (\bar{\mathbf{M}})^{-1} \mathbf{y} \geq (\mathbf{y}^T [\text{Re}(\bar{\mathbf{M}})]^{-1} \mathbf{y})^2$$

$$\mathbf{y}^T (\bar{\mathbf{M}})^{-1} \mathbf{y} \geq \mathbf{y}^T [\text{Re}(\bar{\mathbf{M}})]^{-1} \mathbf{y}$$

そして、結論は、 $\mathbf{y}$  に対して  $k$  番目の単位ベクトルを用いることにより従う。この関係にもかかわらず、DD-AとDD-Bのパフォーマンスは実際にはよく似ていることが分かる。さらに重要な点であるが、不正確なアレイおよびチャネルの推定値という実際の場合には、MMSE-BのパフォーマンスはMMSE-Aよりも良好になることがあることが示されている。

【0034】[MMSE検出器の、非同期マルチレートの場合への拡張] ここまでは、これらの線形マルチユーザ検出器のビット同期動作を仮定してきた。次に、それらの動作をビット非同期の場合にどのようにして拡張することができるかを示す。まず、同期シングルレート環

と、次式を得る。

【数33】

境における脱相関検出器の動作について考える。同様の推論はMMSE検出器にも当てはまるが、説明を分かりやすくするため、脱相関検出器の場合に注目する。それぞれの拡散符号が  $s_1(t)$  および  $s_2(t)$  の2ユーザがいると仮定する。表2のAは、2つの符号間の時間的關係を示す。細い縦線はシンボル境界を示す。受信信号は  $r(t) = A_1 s_1(t) b_1 + A_2 s_2(t) b_2 + n(t)$  である。ただし、 $A_k$  は  $k$  番目のユーザの振幅であり、 $b_k$  は  $k$  番目のユーザのデータビットであり、 $n(t)$  は加法的ガウシアンノイズである。

【0035】

【表2】

...	$s_1(t)$	...
...	$s_2(t)$	...

A: 2ユーザ同期シングルレートシステム

...	$s_1(t)$	...
...	$s_2(t)$	$s_2(t - T)$

B: 2ユーザ非同期シングルレートシステム

...	$s_1(t)$			...
...	$s_2(t)$	$s_2(t-T)$	$s_2(t-2T)$	...

C: 2ユーザ非同期マルチレートシステム

【0036】ユーザ1が所望のユーザである場合、与えられたシンボル区間に対するその脱相関検出器は、符号  $s_1(t)$  に対する整合フィルタを  $s_2(t)$  のヌル空間に射影したものである。表2のBに示す非同期シングルレートの場合、ユーザ1に対する脱相関検出器は、そのシンボル区間中に重畳するユーザ2の符号の線形結合によって張られるヌル空間に射影される。 $s_2^R(t)$  を、 $s_2(t)$  のうち  $s_1(t)$  に重畳する部分とし、 $s_2^L(t-T)$  を、 $s_2(t-T)$  のうち  $s_1(t)$  に重畳する部分とすると、BPSKデータ変調を仮定すれば、ヌル空間は  $s_2^R(t) + s_2^L(t-T)$  と  $s_2^R(t) -$

$s_2^L(t-T)$  で張られる。この考え方は、表2のCに示す非同期マルチレートの場合に拡張することができる。同様の関数定義を用いると、ユーザ1に対する脱相関器は、 $s_2^R(t) + s_2(t-T) + s_2^L(t-2T)$ 、 $s_2^R(t) + s_2(t-T) - s_2^L(t-2T)$ 、 $s_2^R(t) - s_2(t-T) + s_2^L(t-2T)$ 、および  $s_2^R(t) - s_2(t-T) - s_2^L(t-2T)$  で張られるヌル空間にある。データレートどうしの間の相違が増大するにつれて、より制限的な部分空間に制約されることになるため、線形マルチユーザ検出器の有効性は減少する。上記の推論は、干渉し合う波形の

適当な部分空間を同様に組み合わせることによって、MSE 検出器にも適用することができる。

【0037】[MMSE 検出器および干渉消去] 本発明のMMSE法は、干渉消去(干渉キャンセラ)という非線形マルチユーザ検出法とともに使用することができる。線形マルチユーザ検出器は、部分空間射影により干渉を低減するが、干渉キャンセラは、干渉を直接に引き去る。2種類の干渉消去が使用可能である。前置結合器(pre-combiner)は、線形結合器の前に消去を行い、後置結合器(post-combiner)は、後に消去を行う。前置結合器消去は、線形結合器によって考慮に入れられていない干渉を消去するために用いられる。例えば、セル内からの高出力で高データレートの信号を、線形結合器で考慮に入れる代わりに消去することを選択することができる。他方、後置結合器消去は、線形結合器によってなされたシンボル推定を精密化するために用いられる。線形マルチユーザ検出器からの予備的なシンボル推定値を用いて、信号は再構成され、受信信号から減算されて、第2段のシンボル推定で用いられる強調された信号が形成される。いずれの干渉消去法でも、干渉を抑圧することによって、容量を増大させることができる可能性がある。

【0038】図7は、図3の検出器Aによる前置結合器干渉キャンセラのブロック図である。線形結合器 $W_k$ へのk番目の入力において、ユーザ $j=1, \dots, K$  ( $j \neq k$ ) による干渉があり、これは、 $W_k$ で対処されることになる。しかし、例えばセル内からの高出力の干渉のような、他では考慮されない干渉もあり得る。この干渉は、すべてのアンテナにおける拡散符号、マルチパス遅

延、データビット、およびチャネルパラメータが既知であれば、 $W_k$ への入力から引き去ることが可能である。この場合、干渉に対するベースバンド信号が再構成され、 $W_k$ のk番目の入力へのその寄与が(再構成された信号をユーザkの処理チェーンに通すことによって)推定され、 $70_k$  ( $k=1, \dots, K$ ) で示される点で減算される。これらの入力に対する他の干渉からの寄与も同様に計算し減算することができる。

【0039】図8は、図4の検出器Bによる前置結合器干渉キャンセラのブロック図である。検出器Aの前置結合器干渉キャンセラに対する上記と同じ方法を用いて、 $W_k$ によって考慮されない干渉を、 $80$ で示される点で各入力から減算することができる。

【0040】図9は、本発明による後置結合器干渉消去受信器のブロック図である。この受信器はP個のアンテナを有し、 $90$ 、 $91$ および $92$ で示される3個のステージを有する。第1ステージ $90$ は、ベースバンド信号 $r_p$ を受信し、図1のMMSE-A検出器または図2のMMSE-B検出器のいずれかにより、すべてのK個のユーザに対する予備的なシンボル推定値を形成する。第2ステージ $91$ は、第1ステージ $90$ からの予備的なシンボル推定値と、K個のユーザの拡散符号、遅延、およびチャネルパラメータの知識とを用いて、各ユーザに対するベースバンド受信信号を再構成する。第2ステージ $91$ は、受信信号 $r_1, \dots, r_p$ から所望のユーザkに関するマルチアクセス干渉を減算して、ユーザkに対する次式の強調された受信信号を形成する。

【数34】

$$\hat{r}_{k,p}^{(IC)} \equiv r_p - \sum_{j=1, j \neq k}^K \sum_{l=1}^L A_j \hat{h}_{j,l,p} \hat{c}_{j,l} \hat{s}_{j,l} \hat{b}_j, \quad p=1, \dots, P$$

【0041】なお、ユーザkに関するマルチパス干渉も除去することができることに注意すべきである。ユーザの数Kが非常に少ないのでなければその相対的利得は一般に無視しうるので、このオプションについては詳細に説明しない。理想的には、予備的なシンボル推定値およびチャネル推定値が完全であれば、強調された受信信号(強調受信信号)にはマルチアクセス干渉はなくなる。しかし、これは一般に実際には成り立たない。第3ステージ $92$ で、強調受信信号を、図1の従来の時空間受信器で処理して、K個のユーザに対する最終的なシンボル推定値 $\hat{b}_k^{(IC)}$ を生成する。

【0042】上記の後置結合器干渉消去手順は、ステージ $91$ および $92$ を無期限に繰り返すことによって、多数回反復することができる。反復によるパフォーマンス利得は、最初の2、3回の後は減少する。複雑さを低減するため、ユーザのサブセットに対して両方のタイプの干渉消去を実行することができる。

【0043】

【発明の効果】以上述べたごとく、本発明によれば、ワイヤレスCDMAシステムにおいて、適応的実装により、受信器は、未知の干渉源を考慮に入れることが可能となり、それにより、検出器パフォーマンスが改善され、システム容量が増大する。例えば、基地局受信器は、隣接するセルからの、あるいは、埋め込まれたマイクロセルからの干渉を考慮に入れることが可能となり、一方、ハンドセット受信器は、明示的に復調していない信号からの干渉を考慮に入れることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】マルチエレメントアンテナアレイ、各アンテナにおけるNチップフィルタのバンク、ならびにチャネル重み付け器および結合器を使用する従来のシングルユーザ時空間rake受信器の図である。

【図2】本発明の一般的実施例の図である。

【図3】マルチユーザ時空間MMSE検出器の第1実施例(検出器A)の図である。

【図4】マルチユーザ時空間MMSE検出器の第2実施

例（検出器B）の図である。

【図5】第2実施例の適応的実装の図である。

【図6】第1実施例の線形結合器の前に位置する干渉消去の図である。

【図7】第2実施例の線形結合器の前に位置する干渉消去の図である。

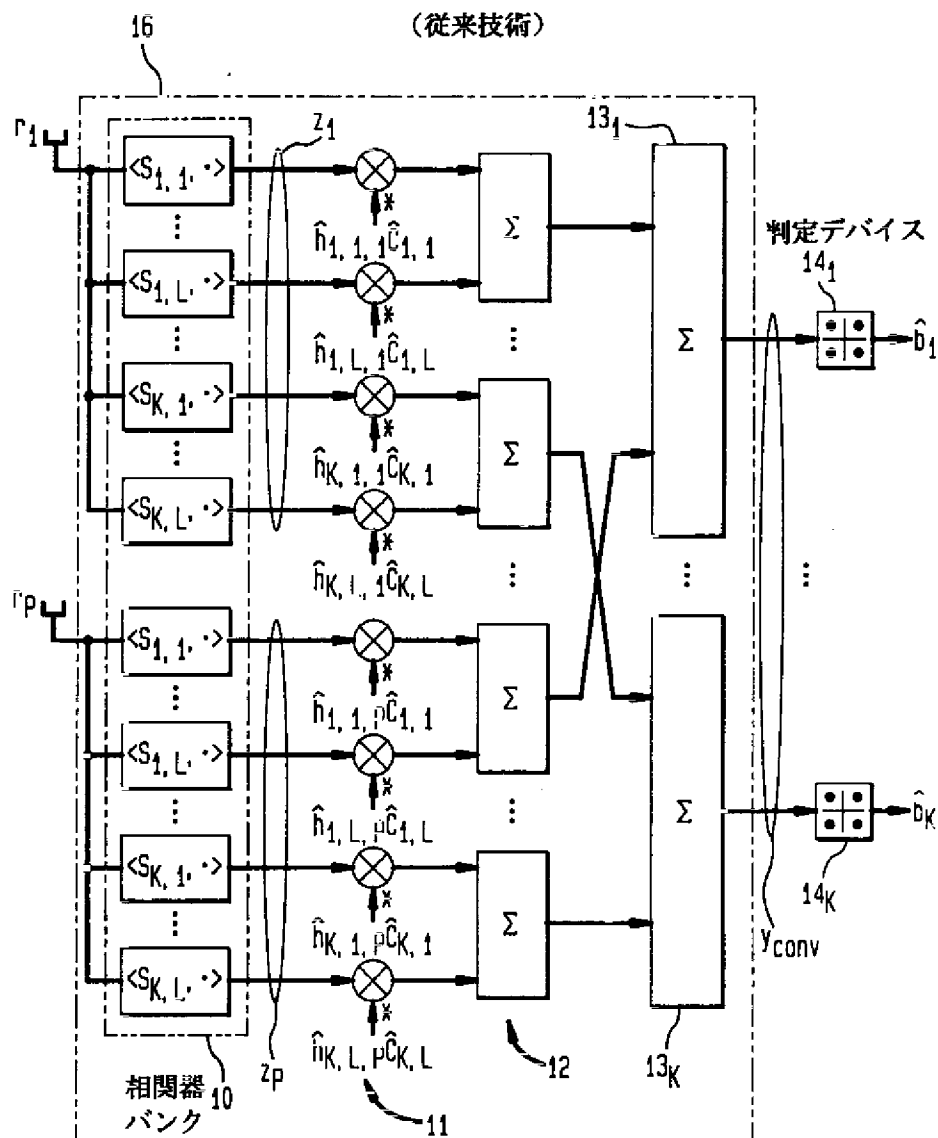
【図8】本発明によるマルチユーザ時空間MMSE検出器の線形結合器の後に続く干渉消去の図である。

【図9】本発明による後置結合器干渉消去受信器のブロック図である。

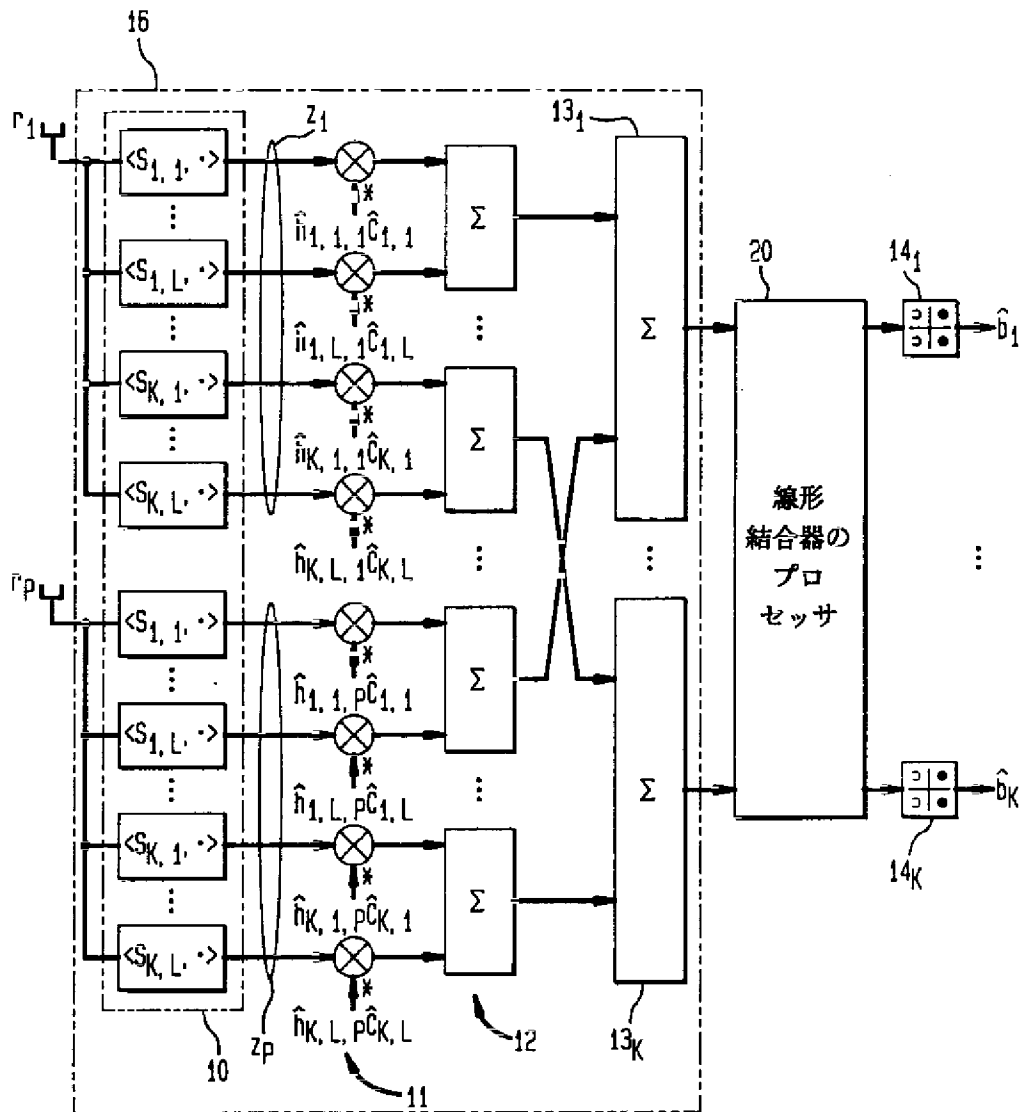
【符号の説明】

- 10 相関器バンク
- 14 判定デバイス
- 30 実部オペレータ
- 31 線形結合器
- 32 判定スライサ
- 33 適応アルゴリズム
- 61 適応アルゴリズム
- 62 実部オペレータ
- 63 判定スライサ

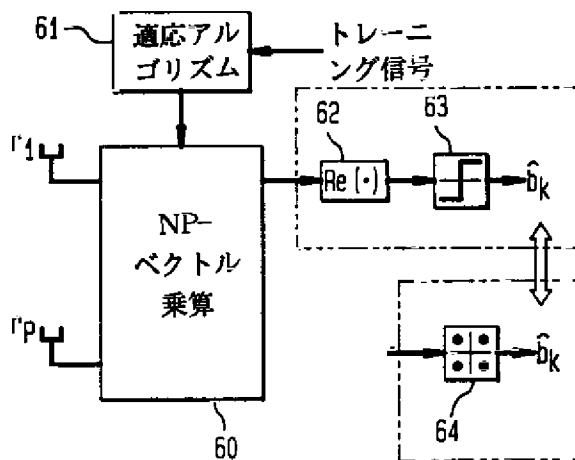
【图 1】



【図2】

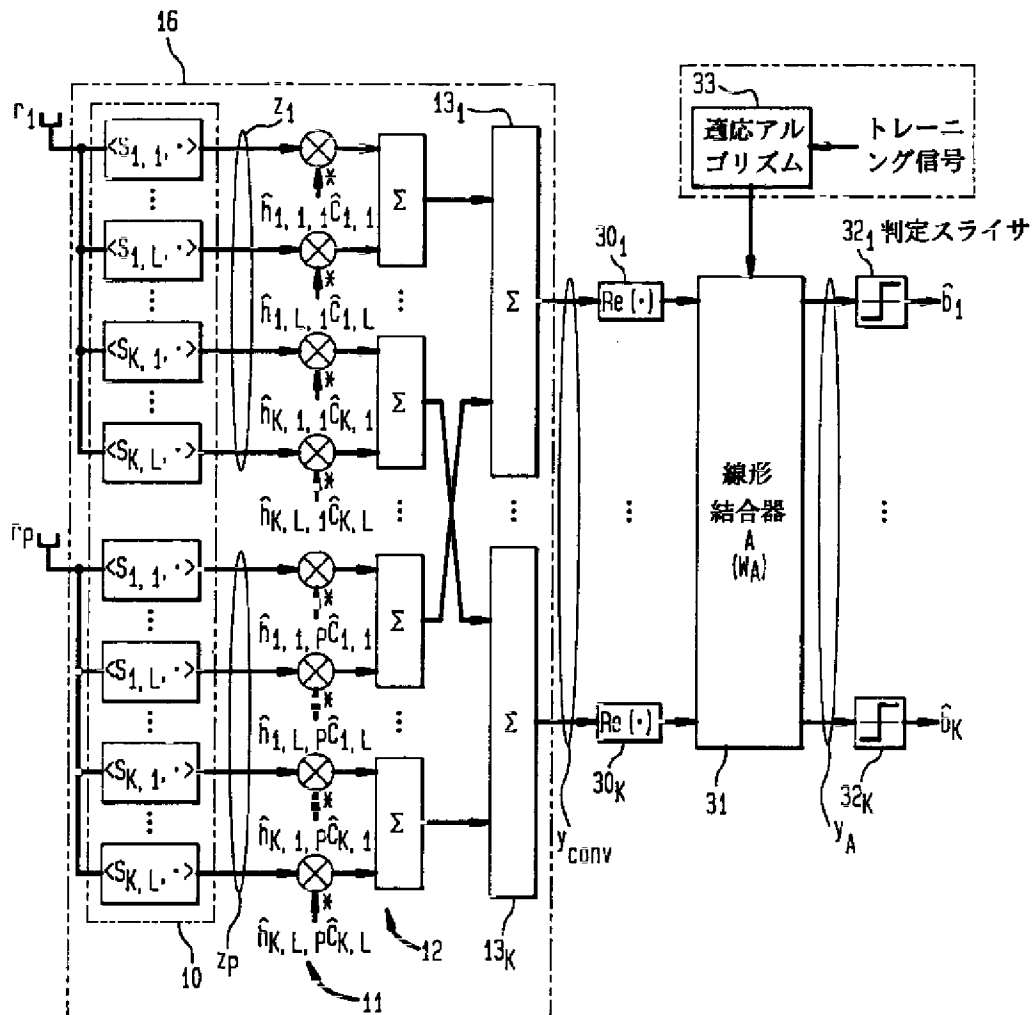


【図6】

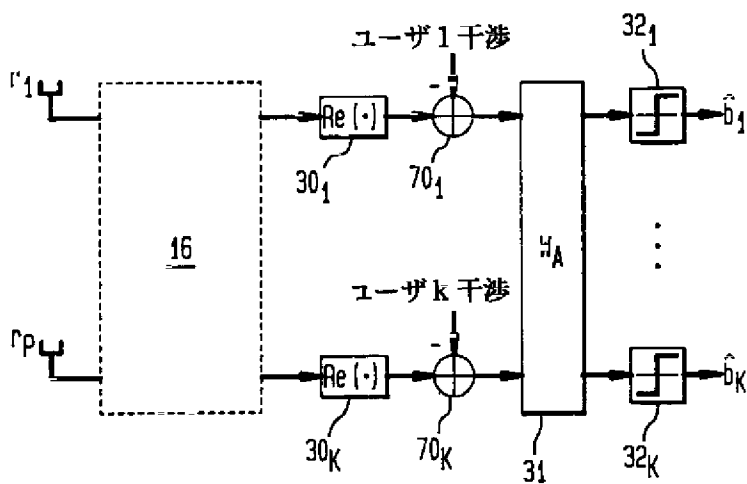




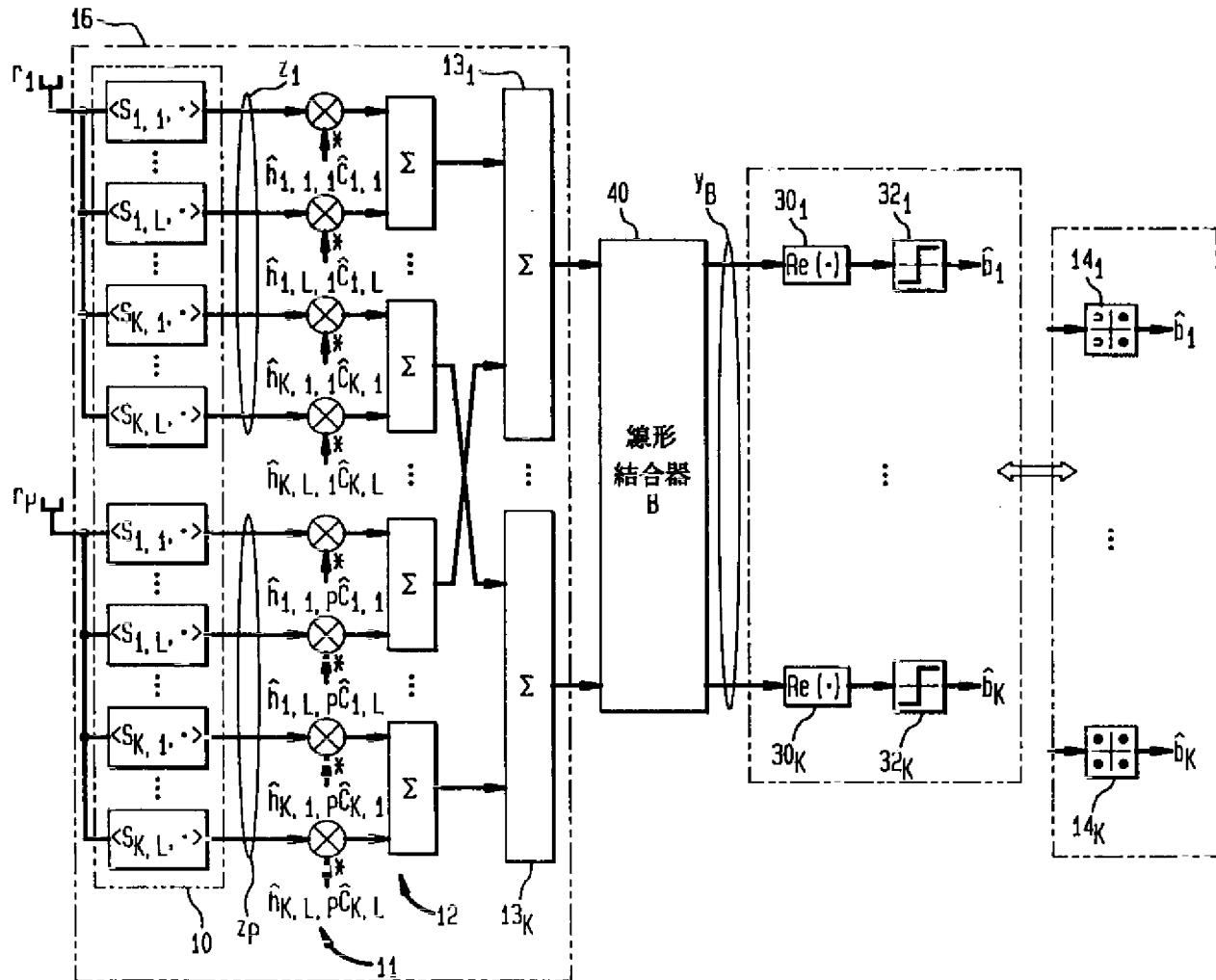
【図3】



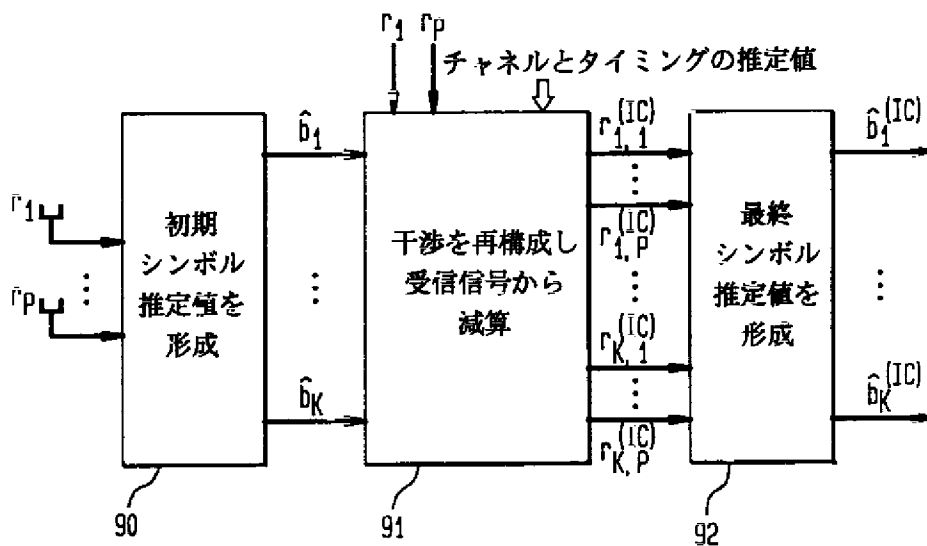
【図7】



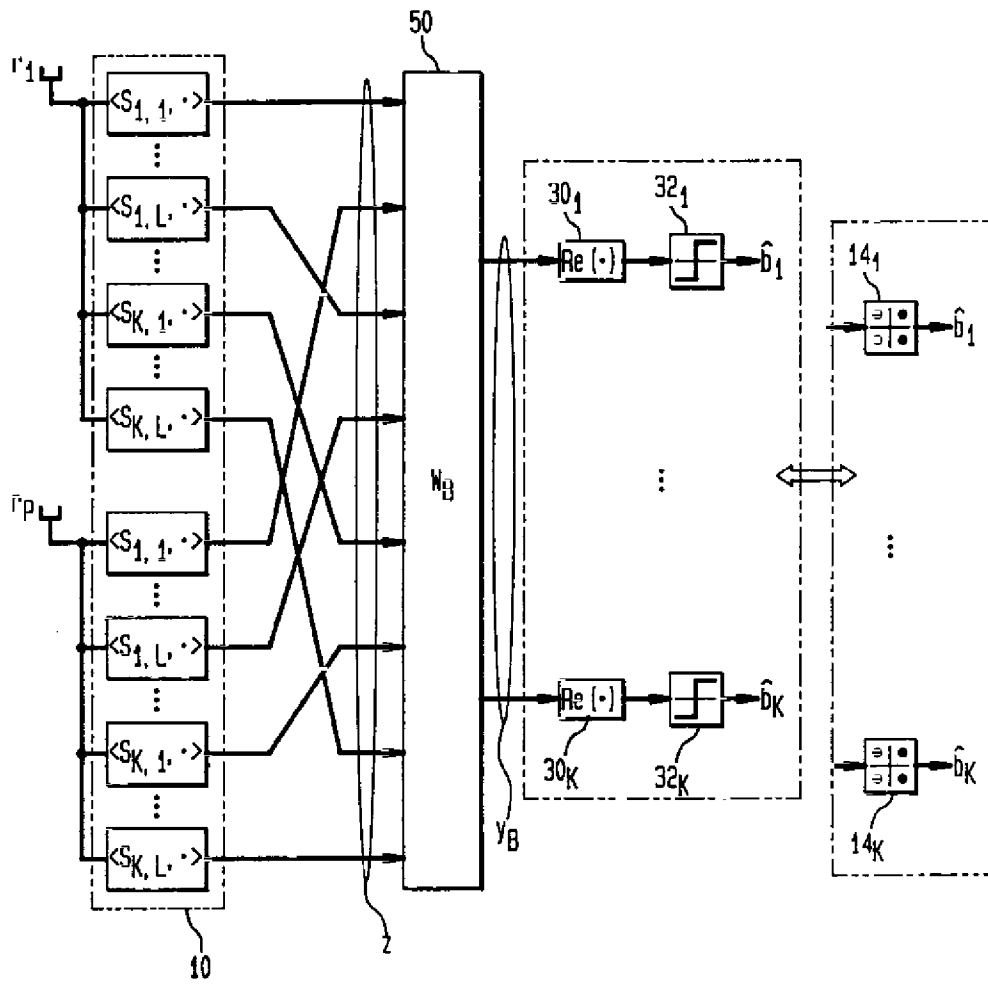
【図4】



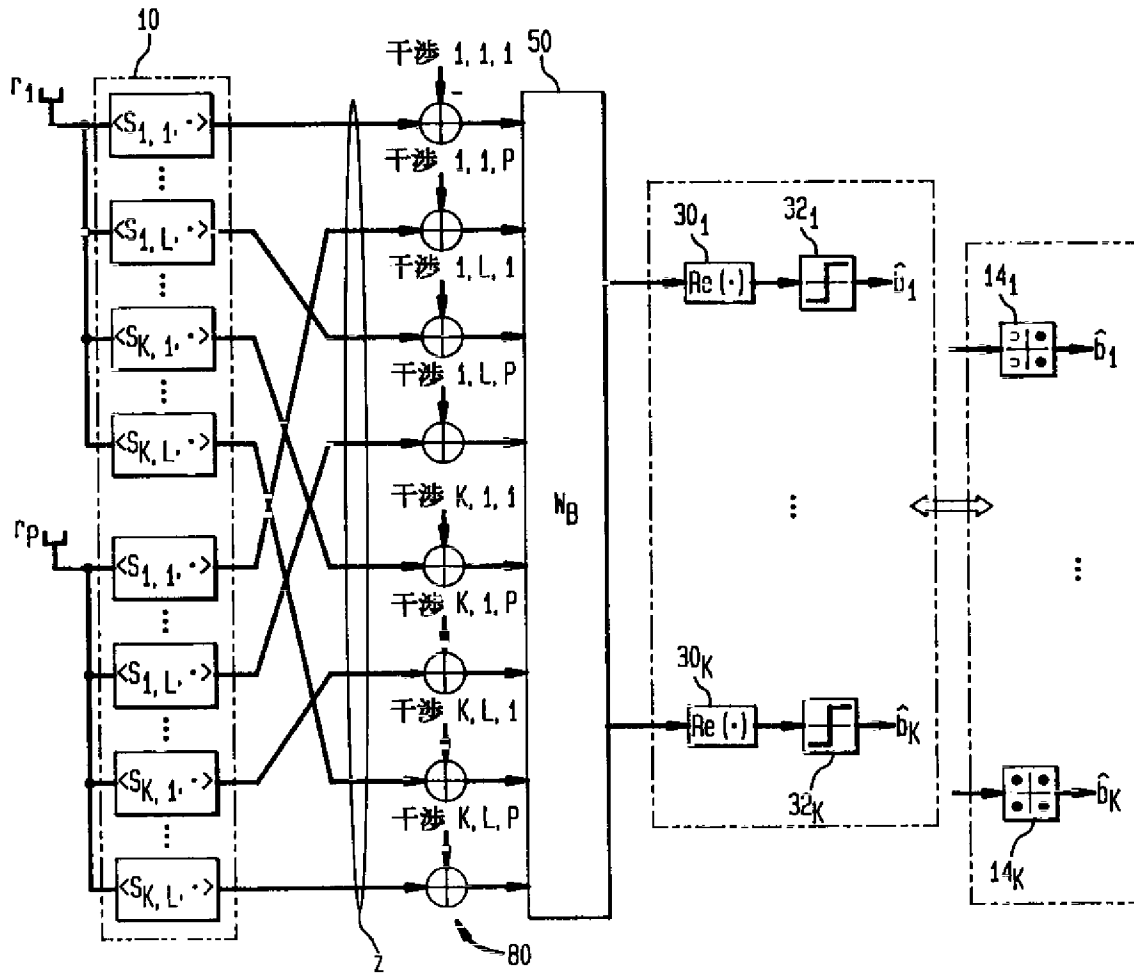
【図9】



【図 5】



【図8】



フロントページの続き

(71)出願人 596077259

600 Mountain Avenue,  
Murray Hill, New Je  
rsey 07974-0636 U. S. A.

(72)発明者 ホワード シー. フェアン

アメリカ合衆国, 10012 ニューヨーク,  
ニューヨーク, ナンバー-524, ラガーディ  
ア プレイス 533

(72)発明者 ローレンス ユージーン メイラエンダー

アメリカ合衆国, 07030 ニュージャージ  
ー, ホボケン, グランド ストリート  
300, アパートメント 222

(72)発明者 コスタンティノス バジレ パパディ阿斯

アメリカ合衆国, 07940 ニュージャージ  
ー, マディソン, グリーンウッド アベニ  
ュー 54